



08/14/01

JP 2817

RS

2

ATTORNEY DOCKET NO.: 70191

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

5-2-02

Applicant : YAMAGUCHI et al.
Serial No : 09/873,143
Confirm No : 3264
Filed : June 1, 2001
For : DIGITAL MODEM
Art Unit : 2817
Examiner :
Dated : August 13, 2001

RECEIVED
AUG 16 2001
TECHNOLOGY CENTER 2800

Hon. Commissioner of Patents
and Trademarks
Washington, D.C. 20231

PRIORITY DOCUMENT

In connection with the above-identified patent application, Applicant herewith submits
a certified copy of the corresponding basic application filed in

JapanNumber: JP 2000-167316Filed: 5/June/2000

the right of priority of which is claimed.

Respectfully submitted
for Applicant(s),

By:

John James McGlew

Reg. No.: 31,903

McGLEW AND TUTTLE, P.C.

RECEIVED
SEP 18 2001
Technology Center 2600

JJM:tf

Enclosure: - Priority Document
70191.5

DATED: August 13, 2001
SCARBOROUGH STATION
SCARBOROUGH, NEW YORK 10510-0827
(914) 941-5600



RECEIVED
AUG 16 2001
TECHNOLOGY CENTER 2800

NOTE: IF THERE IS ANY FEE DUE AT THIS TIME, PLEASE CHARGE IT TO OUR DEPOSIT ACCOUNT NO. 13-0410 AND ADVISE.

I HEREBY CERTIFY THAT THIS CORRESPONDENCE IS BEING DEPOSITED WITH THE UNITED STATES POSTAL SERVICE AS EXPRESS MAIL, REGISTRATION NO. EL455157114US IN AN ENVELOPE ADDRESSED TO: COMMISSIONER OF PATENTS AND TRADEMARKS, WASHINGTON, D.C. 20231, ON August 13, 2001

McGLEW AND TUTTLE, P.C., SCARBOROUGH STATION,
SCARBOROUGH, NEW YORK 10510-0827

By: *For Owen Rente* Date: August 13, 2001

RECEIVED
SEP 18 2001
Technology Center 2600



日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年 6月 5日

出 願 番 号

Application Number:

特願2000-167316

出 願 人

Applicant(s):

山口 晶大
株式会社三技協

TECHNOLOGY CENTER 2600

AUG 16 2001

RECEIVED

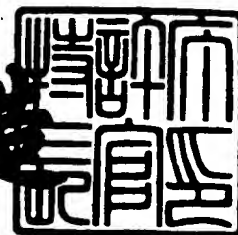
RECEIVED
SEP 18 2001
Technology Center 2600

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 5月31日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3051058

【書類名】 特許願

【整理番号】 SA00-0601

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04L 27/18

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都多摩市連光寺 2 - 3 3 - 1 エクセレント聖蹟桜ヶ丘 4 0 2

 【氏名】 山口 晶大

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県横浜市都筑区池辺町 4 5 0 9 株式会社三技協内

 【氏名】 岩竹 満夫

【特許出願人】

 【住所又は居所】 東京都多摩市連光寺 2 - 3 3 - 1 エクセレント聖蹟桜ヶ丘 4 0 2

 【氏名又は名称】 山口 晶大

【特許出願人】

 【識別番号】 595095353

 【氏名又は名称】 株式会社 三技協

【代理人】

 【識別番号】 100071098

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 松田 省躬

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 039240

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

特 2 0 0 0 - 1 6 7 3 1 6

【プルーフの要否】 不要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 デジタル変復調装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 1 / - 1 の 2 値信号を変調・復調するとき、

送信シンボルが 1 の場合は、

振幅周波数特性が一定で、かつ位相が周波数の二乗に比例して変化する（すなわち群遅延が周波数に比例する）信号 $h[k]$ を、

送信シンボルが - 1 の場合は、

信号 $h[k]$ を時間軸上で左右反転させた信号 $h[-k]$ を、

それぞれ変調信号として出力する変調回路と、

この変調信号と数列 $h[k]$ を時間軸上で左右反転させた信号 $h[-k]$ を直線状畳み込みした後に 2 乗したものと、

変調信号と数列 $h[k]$ を直線状畳み込みしたものの 2 乗の差を求める復調回路と、

を備えてなるデジタル変復調装置。

【請求項 2】 前記信号 $h[k]$ を離散的フーリエ変換が

【数 1】

$$\text{DFT}(h[k]) = \begin{cases} \cos \beta n^2 + j \sin \beta n^2 & (0 \leq n \leq L/2) \\ \cos \beta (L-n)^2 - j \sin \beta (L-n)^2 & (L/2 < n < L) \end{cases}$$

となる数列 h で、 L は数列 h の長さ、 k の範囲は $0 \leq k < L$ 、 β は 0 以外の任意の値を取る定数とする請求項 1 記載のデジタル変復調装置。

【請求項 3】 前記信号 $h[k]$ が

【数 2】

$$h[k] = 1 - 2 \bmod_2 \left(\left\lfloor \frac{k^2}{2L} \right\rfloor \right)$$

【数 0 1】

となる数列 h で、 L は数列 h の長さ、 k の範囲は $0 \leq k < L$ 、 $\text{mod}_2(x)$ は x を 2 で割った余り、 $\lfloor x \rfloor$ は x を越えない整数とする請求項 1 記載のデジタル変復調装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、群遅延が周波数に比例する信号を拡散信号として $1/-1$ の 2 値信号を変調・復調するデジタル変復調装置に関する。

【0 0 0 2】

【発明が解決しようとする課題】

スペクトラム拡散方式は、雑音状の拡散符号を用いて拡散変調を行い、情報の帯域幅よりはるかに広い帯域幅に信号のエネルギーを拡散して伝送する。

このため、搬送波の帯域が広がってエネルギー密度が低くなり、他の電波への干渉を小さくできる。

受信側では、送信側と同じ拡散符号を用いて拡散復調を行い、拡散された信号を元に戻してから情報を取り出して復調する。

受信側で加わる干渉や雑音は拡散符号と相関がなく、拡散復調のとき排除されるので、混信が少なくなり、多くの電波が存在する中で希望波だけを高い S/N 比で受信できる。

【0 0 0 3】

一般に、スペクトラム拡散方式には拡散符号として擬似雑音系列が使用されるが、自己相関特性が鋭いピークを持つ、相互相関特性が一様に小さい、符号の種類が多く取れるなどの条件が要求される。

このため、これらの条件を満足する拡散符号を発生するための送信機や受信機が複雑になるという問題があった。

また、受信機で相関出力を得るためには、受信信号と受信機側で発生した参照信号のタイミングを正確に合わせる必要がある。

通信の開始時では受信機側でタイミングがわかっていないため、接続のためのタイミングを探す操作や、得られたタイミングを保持する操作など、受信機側で

かなり複雑な同期制御を行う必要があった。

【0004】

一方、群遅延が周波数に比例する信号 $h[i]$ と $h[i]$ を時間軸上で左右反転させた信号 $h'[i]$ の相互相関は次のような性質を持つ。

その定義より、 $h[i]$ と $h[i]$ および $h'[i]$ と $h'[i]$ の相互相関（すなわち、自己相関）は $h[i]$ と $h'[i]$ の直線状畳み込みに等しく、インパルスとなる。

また、 $h[i]$ と $h'[i]$ の相互相関は $h[i]$ と $h[i]$ 、あるいは $h'[i]$ と $h'[i]$ の直線状畳み込みに等しく、ほぼ0となる。

以下に、その理由について説明する。

【0005】

$h[i]$ と $h'[i]$ は、図21と図22に示すような一種のスweep信号である。

グラフの縦軸は周波数（単位：Hz）、横軸は時間（単位：サンプル）である。

ここで解析を簡単にするためにスweep信号 $h[i]$ 、 $h'[i]$ を、図23と図24に示すように周波数が段階的に変化するcos信号で近似する。

サンプリング周波数は 1000Hz とし、周波数の変化に対応して 20 サンプルごとに相互相関を求める。

なお説明を簡単にするために以下の議論では信号の振幅のスケールリングは特に考慮していない。

【数02】

$\tilde{h}[i]$ と $\tilde{h}[i]$ の相互相関を求めると、下記に示すように時間差 τ が0のときには値が 40 となる。

【数 3】

$$\begin{aligned}
\sum_i \tilde{h}[i] \tilde{h}[i - \tau]_{\tau=0} &= \sum_{i=0}^{79} \tilde{h}[i] \tilde{h}[i] \\
&= \sum_{i=0}^{19} \cos^2 \frac{2\pi}{1000} 100i + \sum_{i=20}^{39} \cos^2 \frac{2\pi}{1000} 200i + \sum_{i=40}^{59} \cos^2 \frac{2\pi}{1000} 300i + \sum_{i=60}^{79} \cos^2 \frac{2\pi}{1000} 400i \\
&= \sum_{i=0}^{19} \left(\cos^2 \frac{2\pi}{20} 2i + \cos^2 \frac{2\pi}{20} 4i + \cos^2 \frac{2\pi}{20} 6i + \cos^2 \frac{2\pi}{20} 8i \right) \\
&= \sum_{i=0}^{19} \left\{ \frac{1}{2} \left(\cos \frac{2\pi}{20} 4i + \cos 0 \right) + \frac{1}{2} \left(\cos \frac{2\pi}{20} 8i + \cos 0 \right) + \frac{1}{2} \left(\cos \frac{2\pi}{20} 12i + \cos 0 \right) \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{2} \left(\cos \frac{2\pi}{20} 16i + \cos 0 \right) \right\} \\
&= \sum_{i=0}^{19} \left(\frac{1}{2} \cos 0 + \frac{1}{2} \cos 0 + \frac{1}{2} \cos 0 + \frac{1}{2} \cos 0 \right) = \sum_{i=0}^{19} 2 \\
&= 40
\end{aligned}$$

一方、時間差 τ が 20 サンプルのとき、下記に示すように相互相関は 0 となる。

これは三角関数の直交関数系としての性質より明らかである。

【数 4】

$$\begin{aligned}
\sum_i \tilde{h}[i] \tilde{h}[i - \tau]_{\tau=20} &= \sum_{i=0}^{79} \tilde{h}[i] \tilde{h}[i - 20] \\
&= \sum_{i=20}^{39} \cos \frac{2\pi}{1000} 200i \cdot \cos \frac{2\pi}{1000} 100i + \sum_{i=40}^{59} \cos \frac{2\pi}{1000} 300i \cdot \cos \frac{2\pi}{1000} 200i \\
&\quad + \sum_{i=60}^{79} \cos \frac{2\pi}{1000} 400i \cdot \cos \frac{2\pi}{1000} 300i \\
&= \sum_{i=0}^{19} \left(\cos \frac{2\pi}{20} 4i \cdot \cos \frac{2\pi}{20} 2i + \cos \frac{2\pi}{20} 6i \cdot \cos \frac{2\pi}{20} 4i + \cos \frac{2\pi}{20} 8i \cdot \cos \frac{2\pi}{20} 6i \right) \\
&= \sum_{i=0}^{19} \left\{ \frac{1}{2} \left(\cos \frac{2\pi}{20} 6i + \cos \frac{2\pi}{20} 2i \right) + \frac{1}{2} \left(\cos \frac{2\pi}{20} 10i + \cos \frac{2\pi}{20} 2i \right) \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{2} \left(\cos \frac{2\pi}{20} 14i + \cos \frac{2\pi}{20} 2i \right) \right\} \\
&= 0
\end{aligned}$$

同様に計算すると明らかに下記に示すように時間差 $\tau = \pm 20, \pm 40,$

± 60 、 ± 80 のときはいずれも相互相関が 0 となる。

【数 5】

$$\sum_{i=0}^{79} \tilde{h}[i] \tilde{h}[i - \tau] = 0 \quad (\tau = 0, \pm 20, \pm 40, \pm 80)$$

【数 0 3】

以上の結果をまとめると下記のように $h[i]$ と $h[i]$ の相互相関はインパルス状となる。

【数 6】

$$\sum_{i=0}^{79} \tilde{h}[i] \tilde{h}[i - \tau] = \begin{cases} 40 & (\tau = 0) \\ 0 & (\tau = \pm 20, \pm 40, \pm 80) \end{cases}$$

【数 0 4】

次に $\tilde{h}[i]$ と $\tilde{h}'[i]$ の相互相関を求める。

次式に示すように時間差 τ が 20 サンプルのとき、および -20 サンプルのときは相互相関の値は 10 となる。

【数 7】

$$\begin{aligned}
& \sum_i \tilde{h}[i] \tilde{h}'[i - \tau]_{\tau=20} \\
&= \sum_{i=0}^{79} \tilde{h}[i] \tilde{h}'[i - 20] \\
&= \sum_{i=20}^{39} \cos \frac{2\pi}{1000} 200i \cdot \cos \frac{2\pi}{1000} 400i + \sum_{i=40}^{59} \cos \frac{2\pi}{1000} 300i \cdot \cos \frac{2\pi}{1000} 300i \\
&\quad + \sum_{i=60}^{79} \cos \frac{2\pi}{1000} 400i \cdot \cos \frac{2\pi}{1000} 200i \\
&= \sum_{i=0}^{19} \left(\cos \frac{2\pi}{20} 4i \cdot \cos \frac{2\pi}{20} 8i + \cos \frac{2\pi}{20} 6i \cdot \cos \frac{2\pi}{20} 6i + \cos \frac{2\pi}{20} 8i \cdot \cos \frac{2\pi}{20} 4i \right) \\
&= \sum_{i=0}^{19} \left\{ \frac{1}{2} \left(\cos \frac{2\pi}{20} 12i + \cos \frac{2\pi}{20} 4i \right) + \frac{1}{2} \left(\cos \frac{2\pi}{20} 12i + \cos 0 \right) \right. \\
&\quad \left. + \frac{1}{2} \left(\cos \frac{2\pi}{20} 12i + \cos \frac{2\pi}{20} 4i \right) \right\} \\
&= \sum_{i=0}^{19} \frac{1}{2} \cos 0 = \sum_{i=0}^{19} \frac{1}{2} \\
&= 10
\end{aligned}$$

時間差 τ が ± 20 サンプル以外のときは三角関数の直交関数系としての性質より相互相関の値は 0 となる。

以上の結果をまとめると次式のようになる。

【数 8】

$$\sum_{i=0}^{79} \tilde{h}[i] \tilde{h}'[i - \tau] = \begin{cases} 10 & (\tau = \pm 20) \\ 0 & (\tau = 0, \pm 40, \pm 60, \pm 80) \end{cases}$$

以上の結果をすべてまとめて $h[i]$ とその時間軸を左右反転させた $h'[i]$ の相互相関の性質をグラフに描くと、図 2 5 と図 2 6 に示すようになる。

【数 0 5】

以上のグラフでは連続的なスイープ信号である $h[i]$ 、 $h'[i]$ を段階的に周波数に変化する信号 $\tilde{h}[i]$ と $\tilde{h}'[i]$ で近似しているために、 $\tilde{h}[i]$ と $\tilde{h}'[i]$ の相互相関は $\tau = \pm 20$ のときにやや大きな振幅を持つが、これは近似があらいのが原因で周波数変化のステップをもっと細かくして近似精度を上げればその値が小さくなることは容易に理解できる。

以上の結果より $h[i]$ と $h[i]$ の相互相関および $h'[i]$ と $h'[i]$ の相互相関はインパルス、 $h[i]$ と $h'[i]$ の相互相関はほぼ 0 となることがわかる。

言い換えれば $h[i]$ と $h'[i]$ の直線状畳み込みはインパルス、 $h[i]$ と $h[i]$ の直線状畳み込みはほぼ 0、 $h'[i]$ と $h'[i]$ の直線状畳み込みもほぼ 0 となる。

【0 0 0 6】

そこで本発明は、群遅延が周波数に比例する信号 $h[i]$ と $h[i]$ を時間軸上で左右反転させた信号 $h'[i]$ の自己相関と相互相関がインパルスとほぼ 0 となる性質を利用して複雑な拡散符号や同期制御を必要としない簡単な通信法式のデジタル変復調装置を提供することを目的になされたものである。

【0 0 0 7】

【課題を解決するための手段】

かかる目的を達成するために、本発明は以下のように構成した。

【0 0 0 8】

すなわち、請求項 1 の発明は、 $1/-1$ の 2 値信号を変調・復調するとき、送信シンボルが 1 の場合は、

振幅周波数特性が一定で、かつ位相が周波数の二乗に比例して変化する（すなわち群遅延が周波数に比例する）信号 $h[k]$ を、

送信シンボルが -1 の場合は、

信号 $h[k]$ を時間軸上で左右反転させた信号 $h[-k]$ を、

それぞれ変調信号として出力する変調回路と、

この変調信号と数列 $h[k]$ を時間軸上で左右反転させた信号 $h[-k]$ を直線状畳み込みした後に 2 乗したものと、

変調信号と数列 $h[k]$ を直線状畳み込みしたものの 2 乗の差を求める復調回路と、

を備えてなるデジタル変復調装置である。

請求項 2 の発明は、前記信号 $h[k]$ を離散的フーリエ変換が

【数 1】

$$\text{DFT}(h[k]) = \begin{cases} \cos \beta n^2 + j \sin \beta n^2 & (0 \leq n \leq L/2) \\ \cos \beta (L-n)^2 - j \sin \beta (L-n)^2 & (L/2 < n < L) \end{cases}$$

となる数列 h で、 L は数列 h の長さ、 k の範囲は $0 \leq k < L$ 、 β は 0 以外の任意の値を取る定数とする請求項 1 記載のデジタル変復調装置である。

請求項 3 の発明は、前記信号 $h[k]$ が

【数 2】

$$h[k] = 1 - 2 \bmod_2 \left(\left\lfloor \frac{k^2}{2L} \right\rfloor \right)$$

【数 0 1】

となる数列 h で、 L は数列 h の長さ、 k の範囲は $0 \leq k < L$ 、 $\bmod_2(x)$ は x を 2 で割った余り、 $\lfloor x \rfloor$ は x を越えない整数とする請求項 1 記載のデジタル変復調装置。

【0 0 0 9】

【発明の実施の形態】

以下に図面を参照して本発明の実施の形態について説明する。

【0 0 1 0】

図 1 に、本発明を実施したデジタル変復調装置のシグナルフローを示す。

デジタル変復調装置は、変調回路 1 と復調回路 2 で構成し、1 / -1 の 2 値信号を変調・復調する。

値 1 あるいは 0 の 2 値信号を扱う場合は単に値 -1 の信号を値 0 に置き換えて考えれば良い。

図中、変調回路 1 の 1 1 は有限長の数列 $h[k]$ の生成器で、1 2 は $h[k]$

の時間軸を反転させた有限長の数列 $h[-k]$ の生成器である。

ハードウェアによりこれらの回路を実現する場合はROM (Read Only Memory) の読み出し回路を用いれば良い。

13のスイッチは値1あるいは-1の入力信号に応じて $h[k]$ と $h[-k]$ を切り替えるセレクタであり、入力信号が1であった場合は $h[k]$ を生成する生成器11の出力を選択し、入力信号が-1であった場合は $h[-k]$ を生成する生成器12の出力を選択する。

第一実施例では、有限長の数列 $h[k]$ は以下のようにして生成する。

【数9】

$$H[n] = \begin{cases} \exp\left(j\frac{2\pi}{L}\frac{1}{\alpha}n^2\right) = \cos\left(\frac{2\pi}{L}\frac{1}{\alpha}n^2\right) + j\sin\left(\frac{2\pi}{L}\frac{1}{\alpha}n^2\right) & (0 \leq n \leq L/2) \\ H^*[L-n] = \cos\left(\frac{2\pi}{L}\frac{1}{\alpha}(L-n)^2\right) - j\sin\left(\frac{2\pi}{L}\frac{1}{\alpha}(L-n)^2\right) & (L/2 < n < L) \end{cases} \quad (1)$$

$$H[n] = \begin{cases} \cos \beta n^2 + j \sin \beta n^2 & (0 \leq n \leq L/2) \\ \cos \beta (L-n)^2 - j \sin \beta (L-n)^2 & (L/2 < n < L) \end{cases} \quad (1)$$

$$1 \leq \alpha \quad (2)$$

$$g[k] = \text{real}(\text{IDFT}(H[n])) = \text{real}\left[\frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} H[n] \exp\left(j\frac{2\pi}{L}kn\right)\right] \quad (0 \leq k < L) \quad (3)$$

$$h[k] = \begin{cases} g\left[k + \frac{L}{2}\left(1 - \frac{1}{\alpha}\right)\right] & \left(0 \leq k < \frac{L}{2}\left(1 - \frac{1}{\alpha}\right)\right) \\ g\left[k - \frac{L}{2}\left(1 + \frac{1}{\alpha}\right)\right] & \left(\frac{L}{2}\left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) \leq k < L\right) \end{cases} \quad (4)$$

IDFT : inverse discrete Fourier transform

L : period

$*$: complex conjugate

$j^2 = -1$

式(1)に示す長さLの複素数列 $H[n]$ を式(3)に示すように逆フーリエ変換した後に実部を取り数列 $g[k]$ を生成し、さらに $g[k]$ を式(4)に示すように左に円状にシフトして $h[k]$ が得られる。

式(1)、(3)、(4)の中のパラメータ α は $h[k]$ の性質を定めるパラメ

ータである。

パラメータ α は 1 よりも十分大きい値で、一般的には 2 とすれば良い。

式 (1)、(3)、(4) で長さ $L = 512$ 、パラメータ $\alpha = 2$ として生成した $h[k]$ 、 $h[-k]$ の例をそれぞれ図 2 と図 3 に示す。

なお式 (1)、(3)、(4) によって生成される数列 $h[k]$ は TSP (Time SretchedPulse) として知られており、この生成方法も公知である。

【0011】

また、復調回路 2 の 21 は数列 $h[k]$ の時間軸を反転させた数列 $h[-k]$ をフィルタ係数とする FIR フィルタであり、22 は $h[k]$ をフィルタ係数とする FIR フィルタである。

23 および 24 は 2 乗演算器である。

入力した変調信号をそれぞれ FIR フィルタ 21、22 でフィルタリングした出力を 2 乗演算器 23、24 で 2 乗した結果の差を取ったものが復調出力となる。

ここで入力信号が数列 $h[k]$ であった場合、FIR フィルタ 21 の出力、すなわち $h[k]$ と $h[-k]$ の直線状畳み込みは、図 4 に示すようにインパルスとなる。2 つの信号の直線状畳み込みは、式 (7) で定義される。

【数 10】

$$\begin{aligned} y[n] &= h[n] * x[n] \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} h[k] x[n-k] \end{aligned} \quad (7)$$

一方、FIR フィルタ 22 の出力、すなわち $h[k]$ と $h[k]$ の直線状畳み込みは、図 5 に示すように振幅が小さい信号となる。

入力信号が数列 $h[-k]$ であった場合、FIR フィルタ 21 の出力は図 5、FIR フィルタ 22 の出力は図 4 に示す信号となる。

従って、復調回路 2 の出力には変調回路 1 の入力の 2 値信号の値に対応した極性を有するパルス列が得られる。

【0012】

第一実施例の場合、 $h[k]$ と $h[-k]$ の直線状畳み込みはインパルスとなり、復調出力としては伝送系のインパルスレスポンスそのものが得られる。

従って、信号を受信しながら復調出力を用いて伝送系の特性の補正をすることが出来る。

【0 0 1 3】

第二実施例では、数列 $h[k]$ は式 (5) によって生成したものを用いる。ここで生成した数列 $h[k]$ は、式 (1)、(3)、(4) によって生成した $h[k]$ をクリップして二値化したものに相当し、式 (1)、(3)、(4) によって生成した $h[k]$ と同様の相互相関および直線状畳み込みの性質を有する。

【数 1 1】

$$h[k] = 1 - 2 \bmod_2 \left\lfloor \left\lfloor \frac{k^2}{2L} \right\rfloor \right\rfloor \quad (5)$$

$\bmod_2(x) : x \text{ modulo } 2$

$\lfloor \rfloor : \text{floor}$

$$\frac{x - \bmod_2(x)}{2} = n \quad (6)$$

$n : \text{integer}$

式 (5) 中の \bmod_2 は 2 を法とする剰余演算を示す。

【数 0 6】

$\lfloor x \rfloor$ は x を越えない整数をあらわす。すなわち実数 x の整数への丸めの演算子である。生成する数列の長さは L で指定する。

生成された信号は値 1 あるいは -1 の 2 値信号となる。

式 (5) で L の値を 40 として生成した $h[k]$ およびその時間軸を反転させた $h[-k]$ の例をそれぞれ 図 6 と 図 7 に示す。

ここで復調回路 2 の入力信号が数列 $h[k]$ であった場合、FIR フィルタ 2 1 の出力、すなわち $h[k]$ と $h[-k]$ の直線状畳み込みは、図 8 に示すようにインパルス状の信号となる。

一方、FIR フィルタ 2 2 の出力、すなわち $h[k]$ と $h[k]$ の直線状畳み込みは、図 9 に示すように振幅が小さい信号となる。

入力信号が数列 $h[-k]$ であった場合、FIR フィルタ 21 の出力は図 9、FIR フィルタ 22 の出力は図 8 に示す信号となる。

【0014】

第二実施例の場合、 $h[k]$ と $h[-k]$ は 2 値信号であるので、ハードウェア化した場合に非常に簡単な回路で実現可能である。

【0015】

具体的に変調信号および復調出力信号の例を以下に示す。

変調回路 1 の入力信号が図 10 に示す 8bit の数列 $\{1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1\}$ であった場合、変調回路 1 の出力は図 11 のようになる。

図 11 に示す変調信号が復調回路 2 に入力された場合、復調出力は図 12 に示すパルス状の信号となる。

復調出力のパルスの極性は図 10 の入力信号の値に対応している。

DLL (Delay Locked Loop) を用いた復調回路 2 を用いれば容易に図 12 の信号より値 1 あるいは -1 のビット列を復元することが可能である。

【0016】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明のデジタル変復調装置は、 $1/-1$ の 2 値信号に応じて振幅周波数特性が一定で、かつ位相が周波数の二乗に比例して変化する（すなわち群遅延が周波数に比例する）信号 $h[k]$ と信号 $h[k]$ を時間軸上で左右反転させた信号 $h[-k]$ のいずれか一方を変調信号として出力する変調回路と、変調信号と数列 $h[k]$ を時間軸上で左右反転させた信号 $h[-k]$ を直線状畳み込みした後に 2 乗したものと、変調信号と数列 $h[k]$ を直線状畳み込みしたものの 2 乗の差を求める復調回路とを備え、送信信号の 2 値信号に対応した極性を有するインパルス信号列を復調信号として出力する。

従って、本発明によれば、厳密にその特性を定義づけられた数列 $h[k]$ を用いたデジタル処理を実現すると共に、従来送信機と受信機の双方で必要とした複雑な拡散符号の発生回路が両方とも不要になるので、装置を簡素化して信頼性と経済性を高めることができる。

また、数列 $h[k]$ をフィルタ係数とする DSP などのデジタルフィルタだけ

で復調回路を簡単に構成でき、受信時の複雑な同期制御も不要になる。

【0017】

また、時間軸上での一種のパルス信号の引き伸ばし・圧縮により変調・復調をしているので間欠的なパルス性ノイズに対して強い。

ノイズに対して強い理由を以下に説明する。

図27に示すように、復調回路の入力信号を $y[i]$ 、2つの FIR デジタルフィルタの出力をそれぞれ $p_1[i]$ 、 $p_2[i]$ 、2つの二乗回路の出力をそれぞれ $p_1^2[i]$ 、 $p_2^2[i]$ 、復調回路の出力を $w[i]$ とする。

ここで次式に示すように入力 $y[i]$ は変調信号 $h[i]$ に加法性のランダム雑音 $n[i]$ が加わったものであるとする。

【数12】

$$y[i] = h[i] + n[i]$$

$p_1[i]$ 、 $p_1^2[i]$ を求めると次のようになる。ここで $*$ は直線状畳み込みをあらわす

演算子、 $h'[i]$ は数列 $h[i]$ の時間軸を左右反転させたもの、 $\delta[i]$ はデルタ関数である。

$h[i]$ と $h'[i]$ の直線状畳み込みがほぼデルタ関数となることは先に説明済みである。

【数13】

$$\begin{aligned} p_1[i] &= y[i] * h'[i] = (h[i] + n[i]) * h'[i] \\ &= h[i] * h'[i] + n[i] * h'[i] \\ &= \delta[i] + n[i] * h'[i] \\ p_1^2[i] &= (\delta[i] + n[i] * h'[i])^2 \\ &= \delta^2[i] + 2\delta[i] \cdot n[i] * h'[i] + (n[i] * h'[i])^2 \end{aligned}$$

次に $p_2[i]$ 、 $p_2^2[i]$ を求めると次のようになる。ここで $m[i]$ は $h[i]$ と $h[i]$ の直線状畳み込みであり、振幅が0に近いパワーの小さい信号であることは先に説明済みである。

【数 1 4】

$$\begin{aligned}
 p_2[i] &= y[i] * h[i] = (h[i] + n[i]) * h[i] \\
 &= h[i] * h[i] + n[i] * h[i] \\
 &= m[i] + n[i] * h[i] \\
 p_2^2[i] &= (m[i] + n[i] * h[i])^2 \\
 &= m^2[i] + 2m[i] \cdot n[i] * h[i] + (n[i] * h[i])^2
 \end{aligned}$$

次に復調回路の出力 $w[i]$ を求めると下記のようなになる。

【数 1 5】

$$\begin{aligned}
 w[i] &= p_1^2[i] - p_2^2[i] \\
 &= \delta^2[i] + 2\delta[i] \cdot n[i] * h'[i] + (n[i] * h'[i])^2 - m^2[i] - 2m[i] \cdot n[i] * h[i] - (n[i] * h[i])^2 \\
 &= \delta[i] + 2\delta[i] \cdot n[i] * h'[i] - m^2[i] - 2m[i] \cdot n[i] * h[i] + (n[i] * h'[i])^2 - (n[i] * h[i])^2 \\
 &= \delta[i](1 + 2 \cdot n[i] * h'[i]) - m^2[i] - 2m[i] \cdot n[i] * h[i] + (n[i] * h'[i])^2 - (n[i] * h[i])^2
 \end{aligned}$$

ランダム雑音 $n[i]$ が $h[i]$ 、 $h'[i]$ の長さよりも短い区間で定常であれば $h[i]$ 、 $h'[i]$ との畳み込みの 2 乗はほぼ等しくなる。

【数 1 6】

$$(n[i] * h[i])^2 \approx (n[i] * h'[i])^2$$

従って、 $w[i]$ は下記のようなになる。

【数 1 7】

$$w[i] \approx \delta[i](1 + 2 \cdot n[i] * h'[i]) - m^2[i] - 2m[i] \cdot n[i] * h[i]$$

上式の右辺の第 2 項、第 3 項は次式に示すような振幅の小さい信号どうしの積であるからその値はほぼ 0 であると見なすことができる。

【数 1 8】

$$\begin{aligned}
 |m[i]| &< 1 \\
 |n[i] * h'[i]| &< 1 \\
 |n[i] * h[i]| &< 1
 \end{aligned}$$

従って、 $w[i]$ はさらに下記のようなになる。

【数 1 9】

$$\begin{aligned} w[i] &\approx \delta[i](1 + 2 \cdot n[i] * h'[i]) \\ &= \delta[i](1 + k_1) \end{aligned}$$

ここで k_1 は絶対値が 1 以下の振幅の小さい定数である。

【数 2 0】

$$|k_1| < 1$$

従って、本方式の変調・復調方式では伝送路でランダム雑音に加わっても、復調出力のパルスの振幅が変化するだけで雑音の影響を大きく受けずに復調処理が可能であることがわかる。

なお復調回路の入力が変調信号 $h'[i]$ 、すなわち $h[i]$ の時間軸を左右反転したものにランダム雑音 $n[i]$ が加わったものであった場合の復調出力 $w[i]$ は下記のようなになる。

この場合も負のパルスの振幅が変化するだけであることがわかる。

【数 2 1】

$$\begin{aligned} w[i] &\approx -\delta[i](1 - 2 \cdot n[i] * h[i]) \\ &= -\delta[i](1 + k_2) \end{aligned}$$

$$|k_2| < 1$$

なお、図 1 3 ～ 図 2 0 に実際に伝送路で変調波にランダム雑音に加わった場合の復調出力波形などの例を示す。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明を実施したデジタル変復調装置のシグナルフローである。

【図 2】

$L = 512$ 、 $\alpha = 2$ として式 (1)、(3)、(4) により生成した $h[k]$ である。

【図 3】

図 2 に示す $h[k]$ の時間軸を反転させた数列 $h[-k]$ である。

【図 4】

図 2 に示す $h[k]$ と 図 3 に示す $h[-k]$ の直線状畳み込みである。

【図 5】

図 2 に示す $h[k]$ と $h[k]$ 自身の直線状畳み込み、あるいは図 3 に示す $h[-k]$ と $h[-k]$ 自身の直線状畳み込みである。

【図 6】

$L = 40$ として式 (5) により生成した $h[k]$ である。

【図 7】

図 6 の $h[k]$ の時間軸を反転させた数列 $h[-k]$ である。

【図 8】

図 6 に示す $h[k]$ と 図 7 に示す $h[-k]$ の直線状畳み込みである。

【図 9】

図 6 に示す $h[k]$ と $h[k]$ 自身の直線状畳み込み、あるいは図 7 に示す $h[-k]$ と $h[-k]$ 自身の直線状畳み込みである。

【図 10】

図 1 の変調回路への入力信号の例、 $\{1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, -1\}$ の 8bit のシリアル信号である。

【図 11】

図 1 の変調回路の入力として図 10 の信号を加えたときの変調出力信号、ただしここで生成器 11、12 はそれぞれ 図 6、図 7 に示す 2 値信号を出力するものとする。

【図 12】

図 1 の復調回路の入力として図 11 の変調信号が加えられたときの復調出力信号、ただしここで FIR フィルタ 21、22 の係数はそれぞれ図 7、図 6 に示す 2 値信号 $h[-k]$ 、 $h[k]$ とする。

【図 13】

第一実施例の変調波形の例、 $\{-1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1\}$ の

9bit のシリアル信号を入力として図 1 の回路で変調をおこなっている。

図 1 中の数列 h は (1)、(3)、(4) 式より生成したものを用いている。

ここで式中のパラメータは $L=64$ 、 $\alpha=1$ と設定している。

【図 1 4】

図 1 3 の信号を図 1 の復調回路に入力したときの復調出力、図 1 の変調回路に入力したビット列 $\{-1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1\}$ に対応したパルス列が出力されていることがわかる。

【図 1 5】

一様分布するノイズの波形である。

【図 1 6】

図 1 3 の変調波形に図 1 5 のノイズを加算した信号波形である。

【図 1 7】

図 1 6 の信号の図 1 の回路による復調出力、ランダムなノイズが加わった信号であっても、正常に復調処理がおこなわれており、本発明の変調・復調方式はノイズに強いことがわかる。

【図 1 8】

周期 5.9 サンプルと周期 13.2 サンプルの正弦波を加算した信号である。

【図 1 9】

図 1 3 の変調波形に図 1 8 の信号を加算した信号波形である。

【図 2 0】

図 1 9 の信号の図 1 の回路による復調出力、周期性のある妨害信号が加わっても、正常に復調処理がおこなわれており、本発明の変調・復調方式は妨害に強いことがわかる。

【図 2 1】

スweep信号 $h[i]$ の信号波形である。

【図 2 2】

スweep信号 $h'[i]$ の信号波形である。

【図 2 3】

スイープ信号 $h[i]$ を周波数が段階的に変化する \cos 信号で近似した信号波形である。

【図 2 4】

スイープ信号 $h'[i]$ を周波数が段階的に変化する \cos 信号で近似した信号波形である。

【図 2 5】

【数 0 7】

$\tilde{h}[i]$ と $\tilde{h}[i]$ および $\tilde{h}[i]$ と $\tilde{h}[i]$ の相互相関の性質がインパルス状となることを示すグラフである。

【図 2 6】

【数 0 8】

$\tilde{h}[i]$ と $\tilde{h}[i]$ の相互相関の性質がほぼ 0 となることを示すグラフである。

【図 2 7】

本発明の復調回路がノイズに対して強いことを説明する信号処理図である。

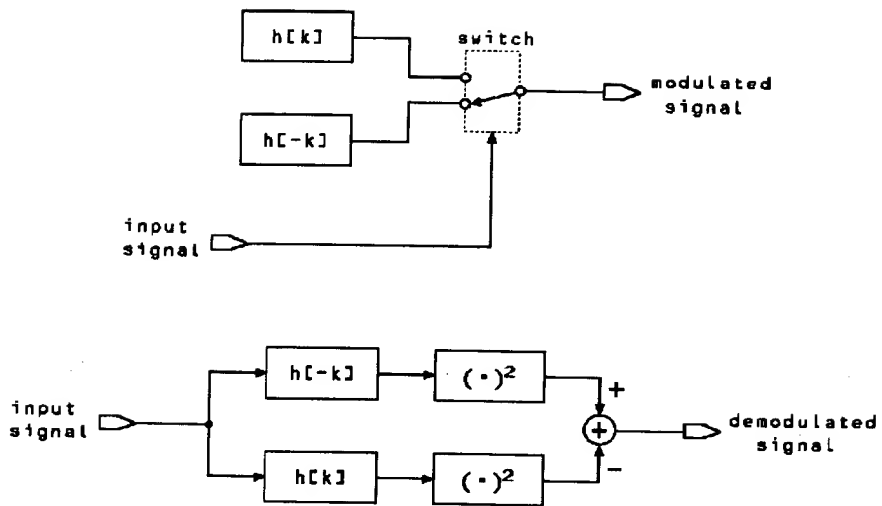
【符号の説明】

- 1 変調回路
- 1 1 生成器
- 1 2 生成器
- 1 3 セレクタ
- 2 復調回路
- 2 1 FIR フィルタ
- 2 2 FIR フィルタ
- 2 3 2 乗演算器
- 2 4 2 乗演算器

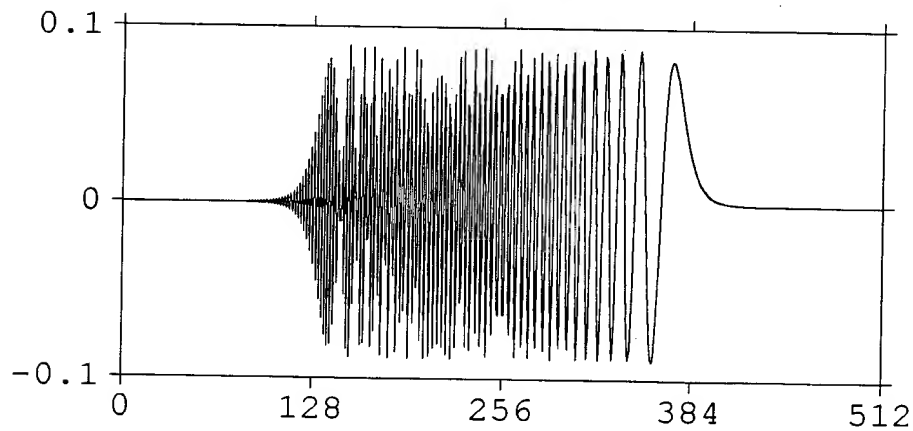
【書類名】

図面

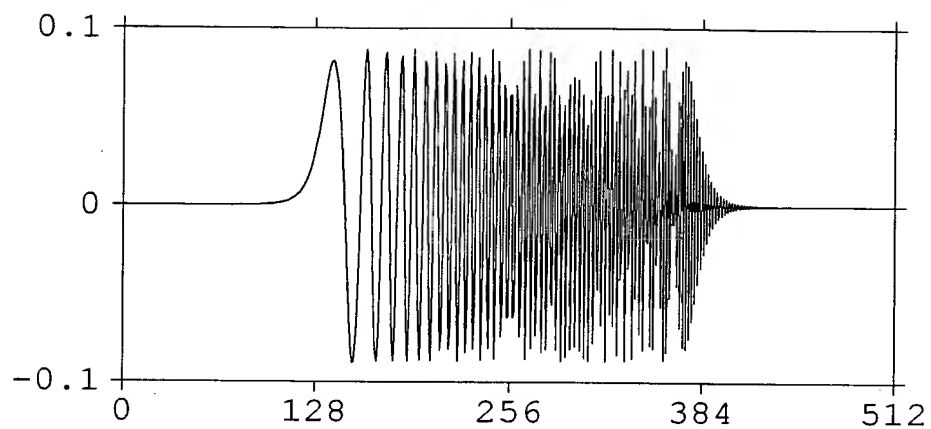
【図1】



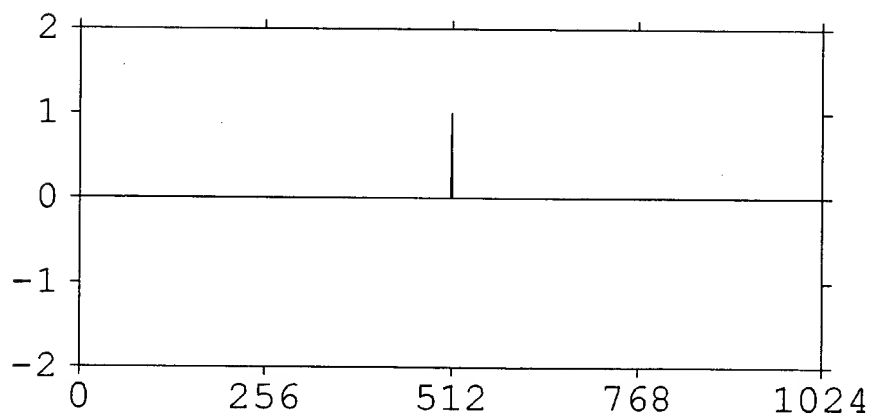
【図2】



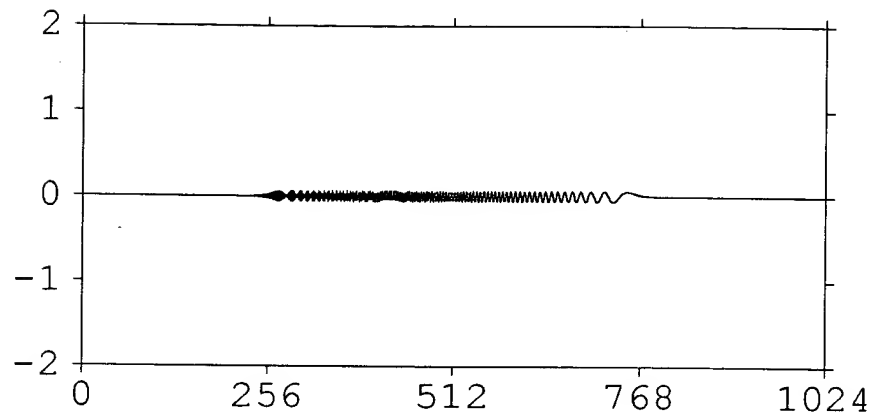
【図3】



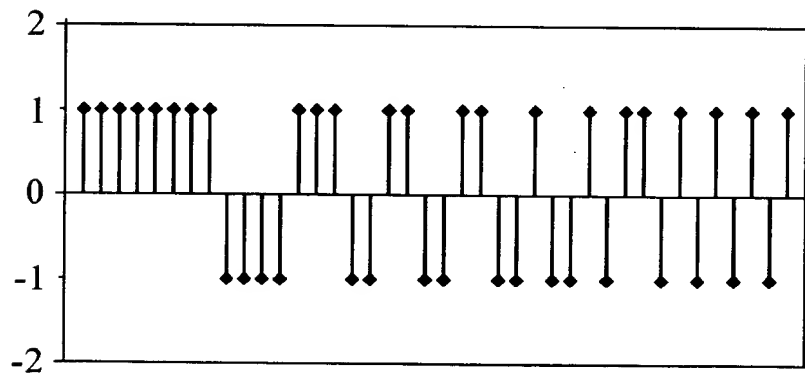
【図4】



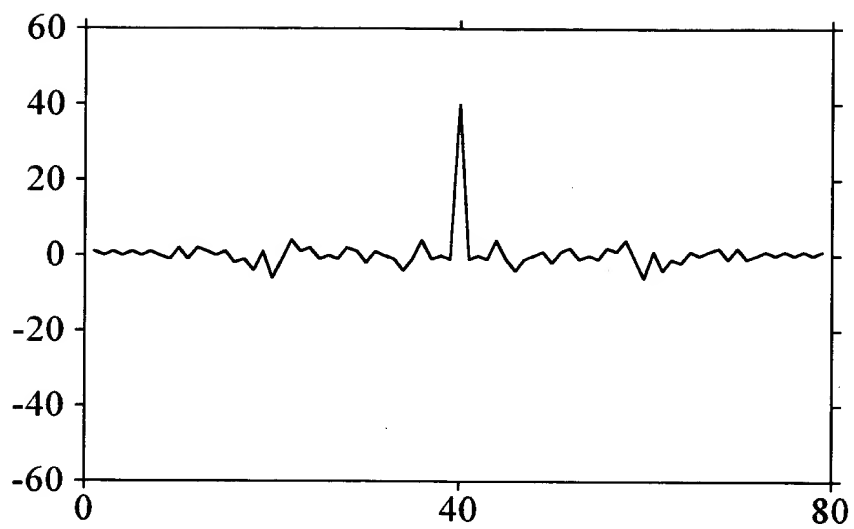
【図 5】



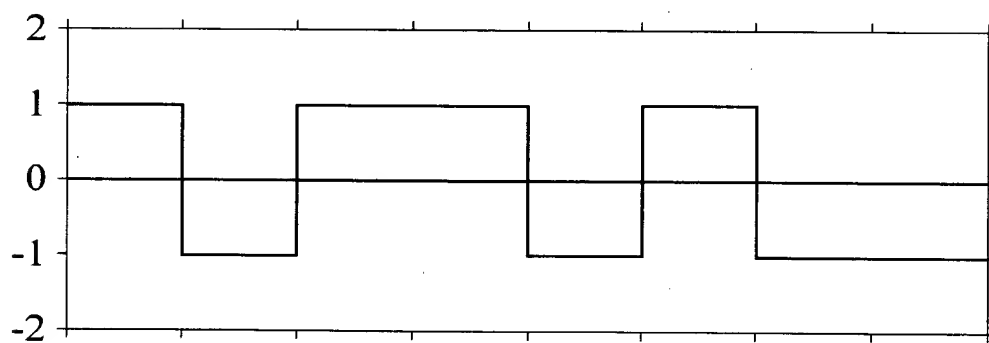
【図 6】



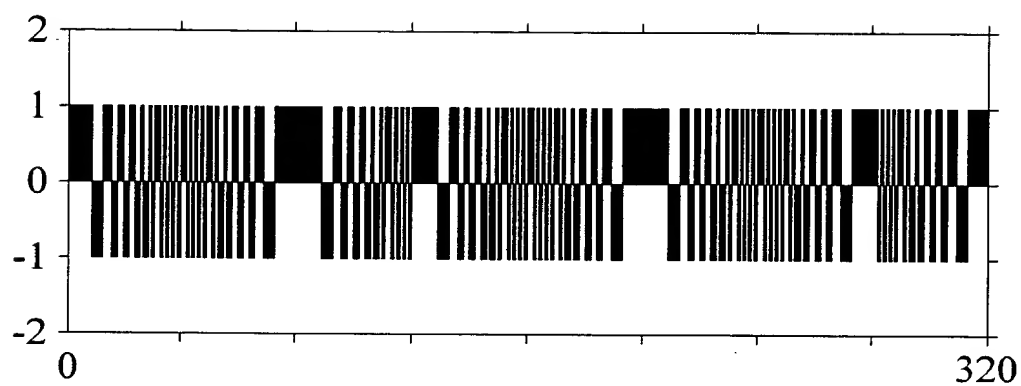
【図 9】



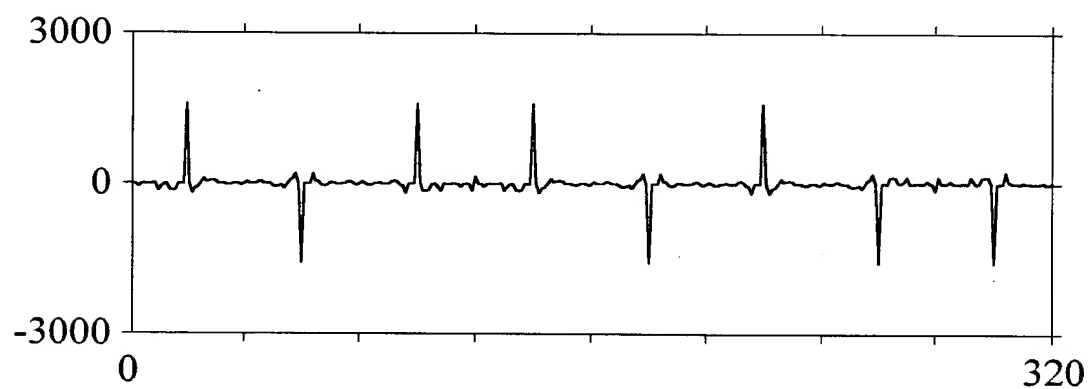
【図 1 0】



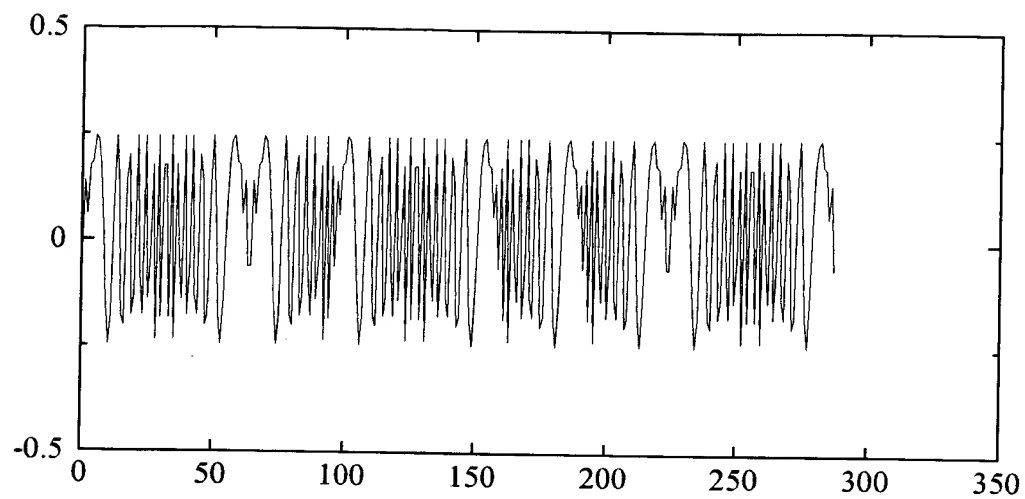
【図 1 1】



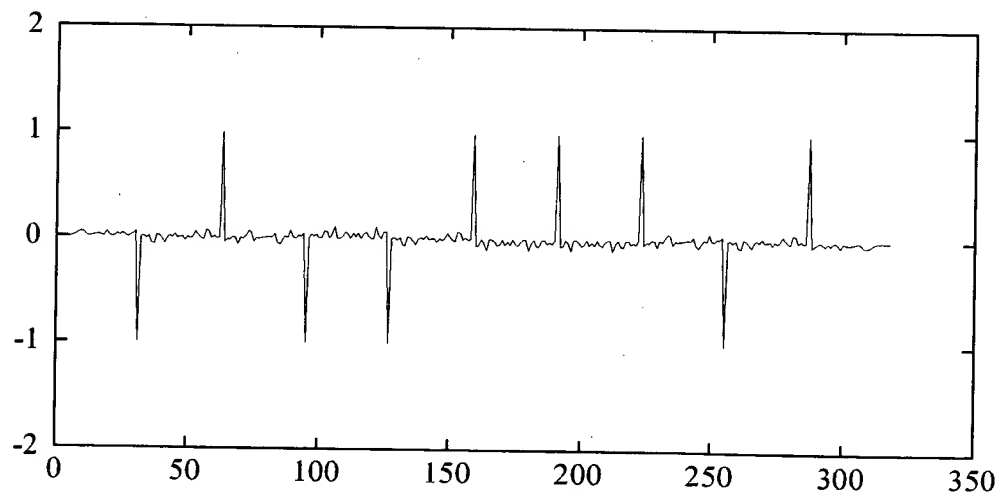
【図 1 2】



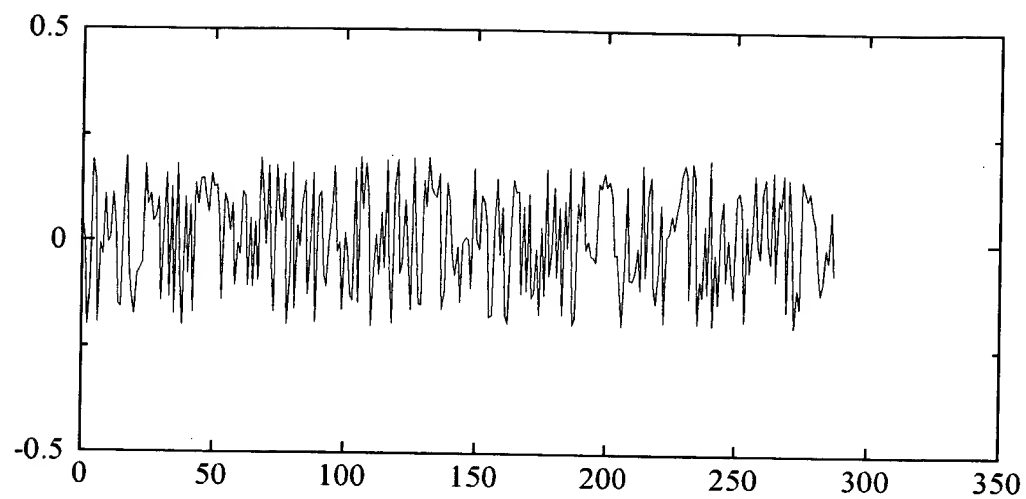
【図 1 3】



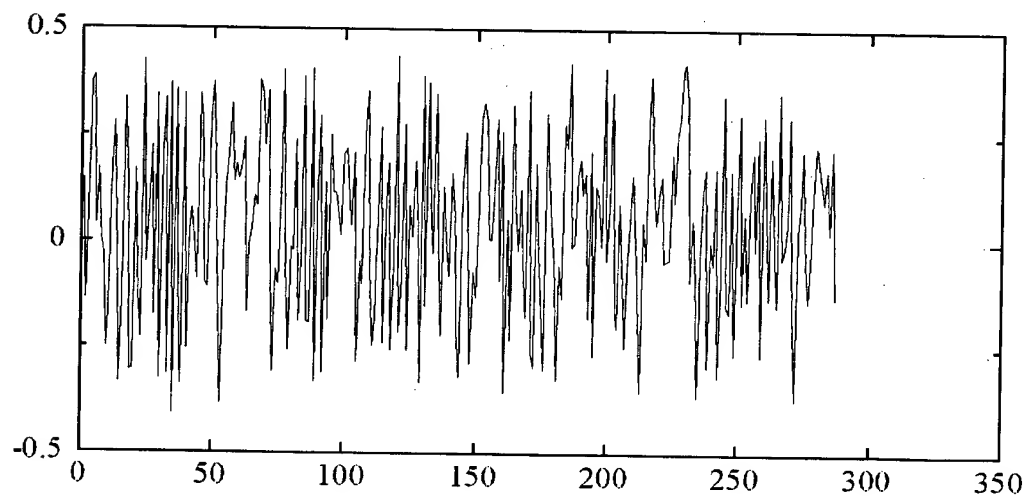
【図 1 4】



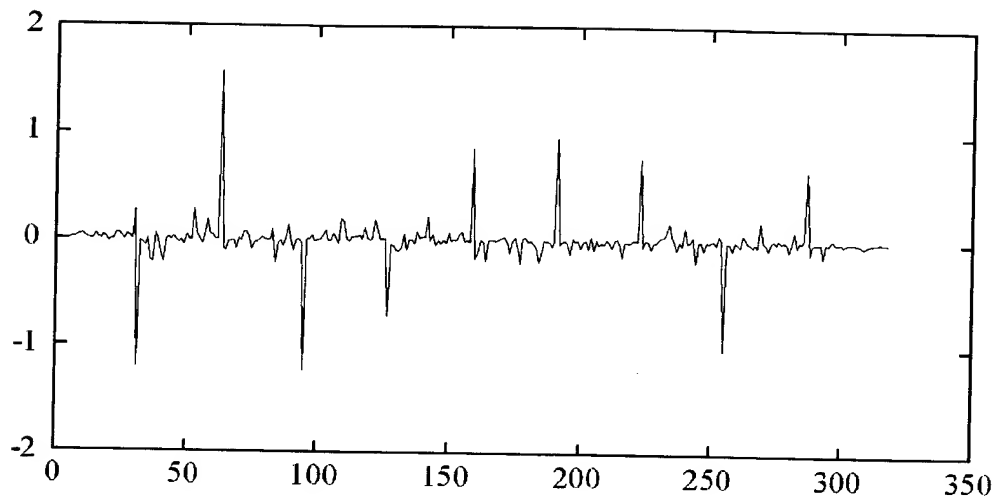
【図15】



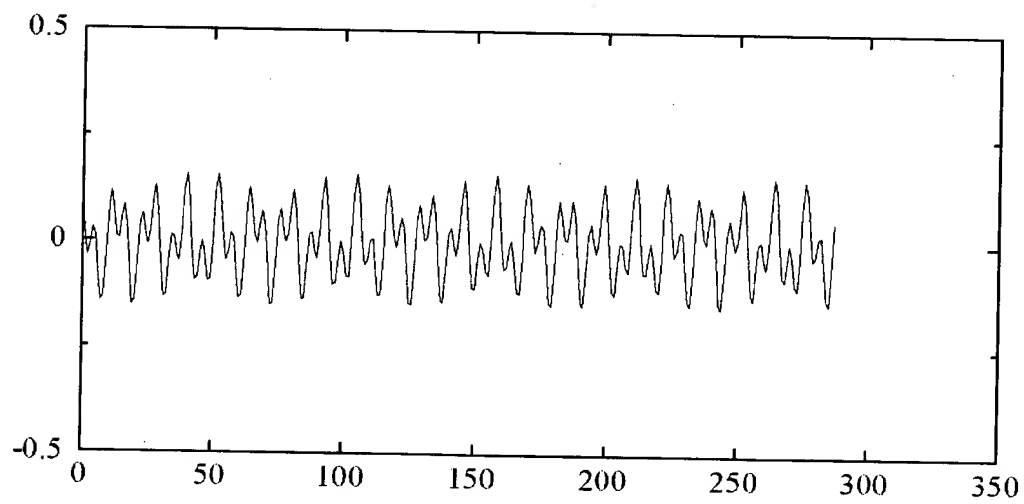
【図16】



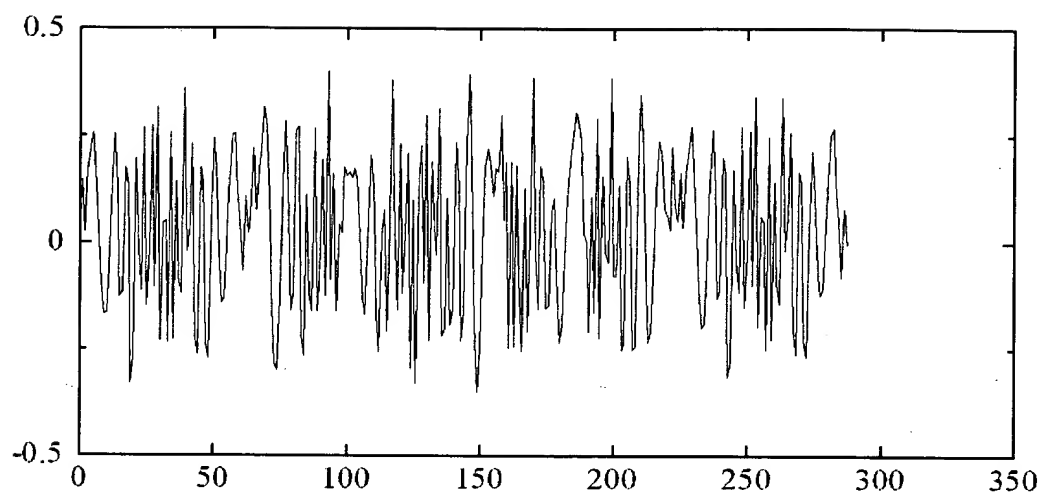
【図 17】



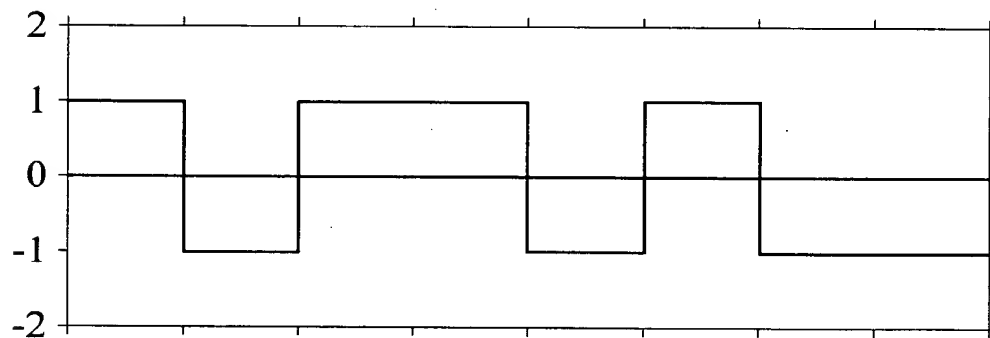
【図 18】



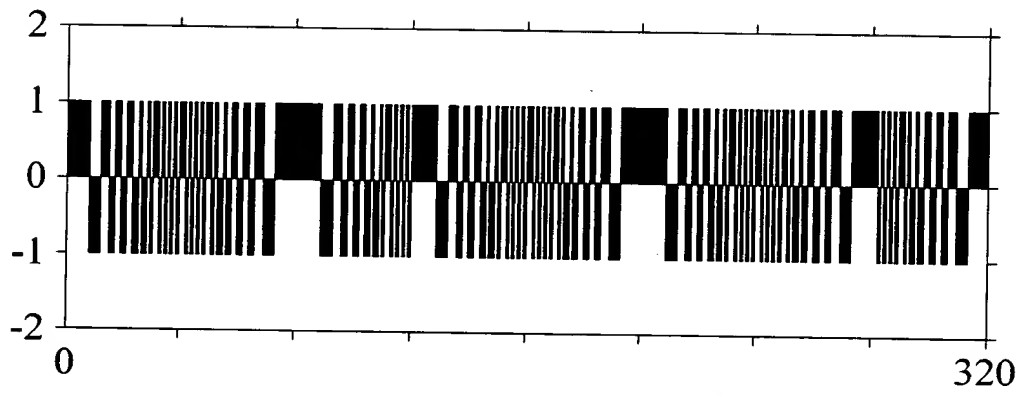
【図 1 9】



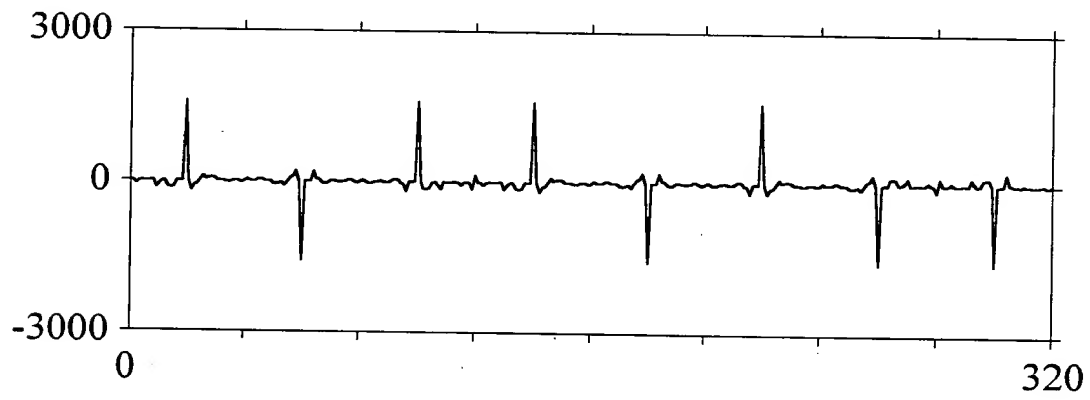
【図 2 0】



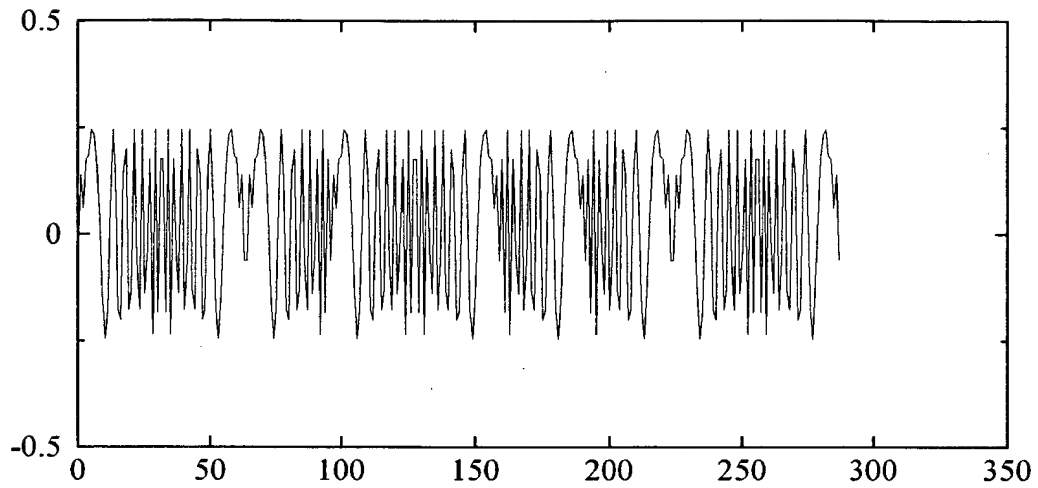
【図 2 1】



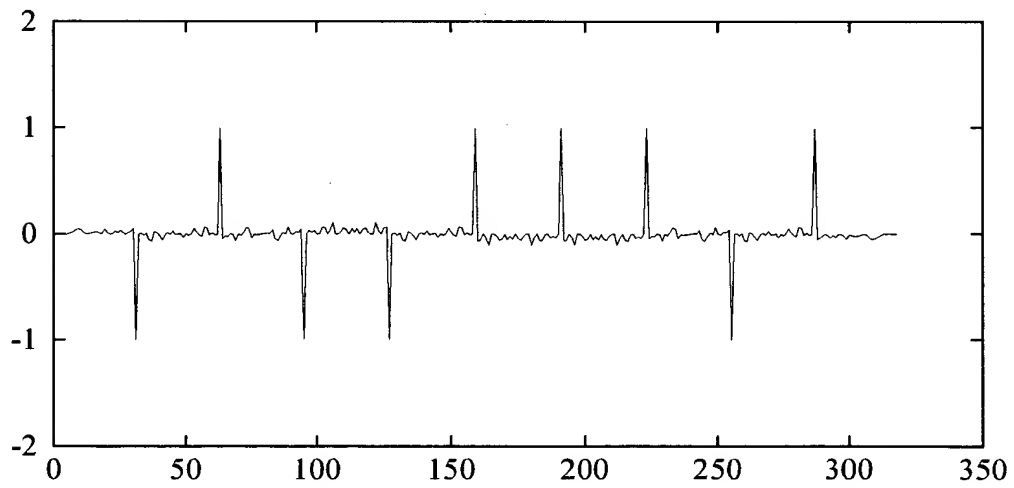
【図 2 2】



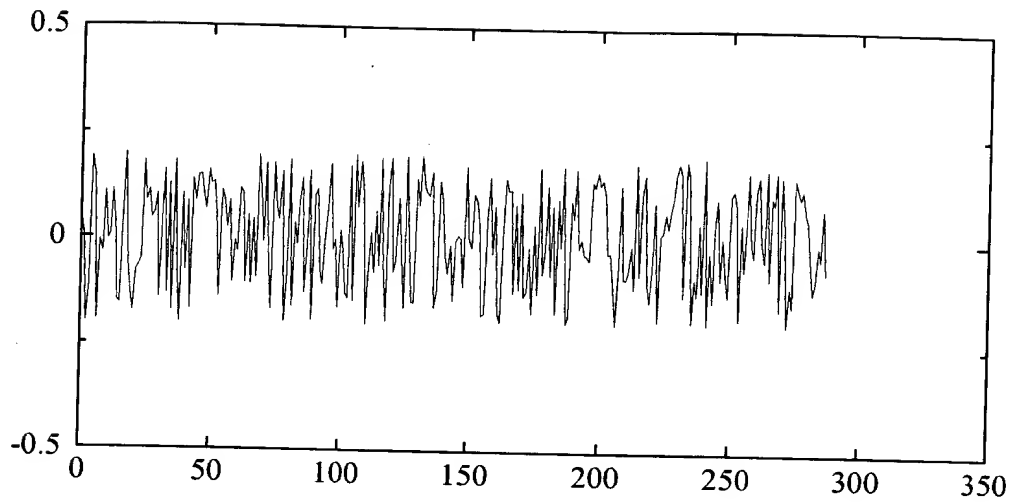
【図 2 3】



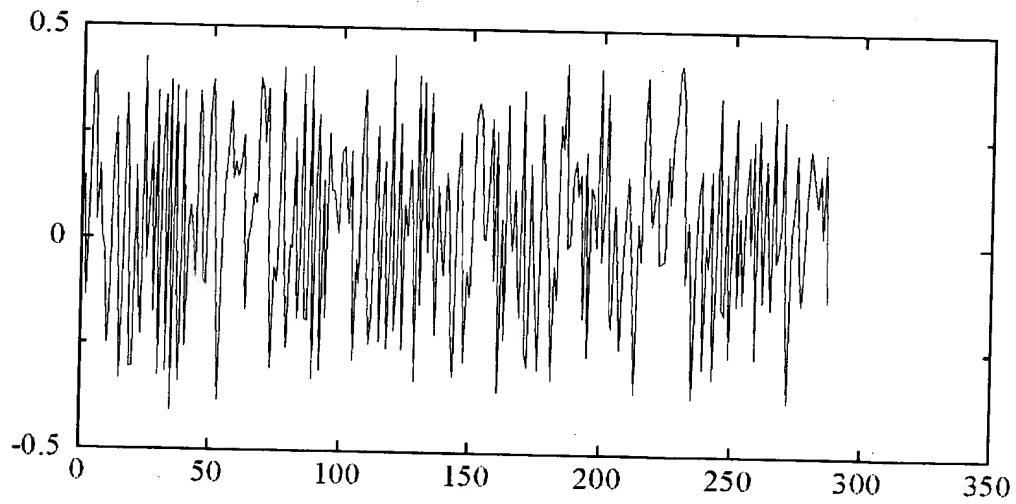
【図 2 4】



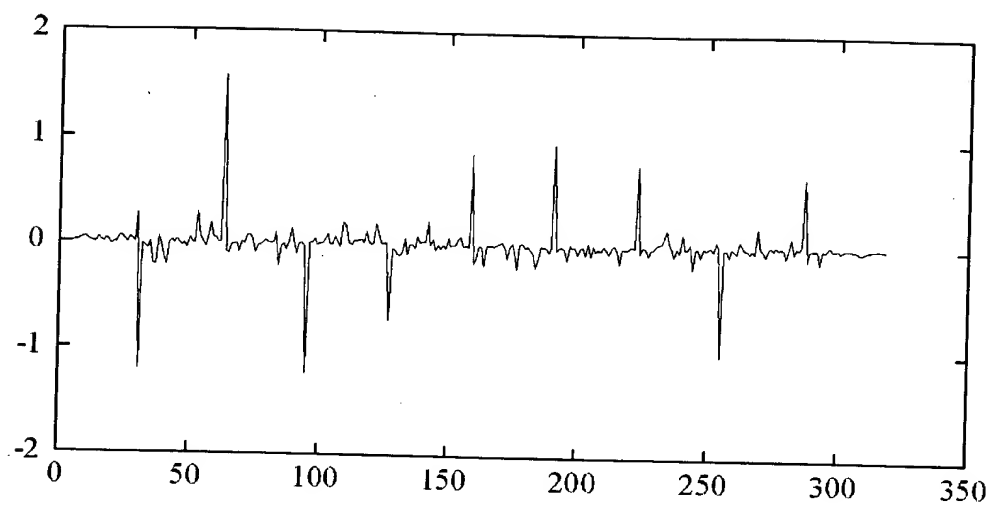
【図 2 5】



【図 2 6】



【図27】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】複雑な拡散符号や同期制御を必要としない簡単な通信法式のデジタル変復調装置を提供する。

【解決手段】変調回路 1 と復調回路 2 で構成し、 $1/-1$ の 2 値信号を変調・復調する。変調回路 1 の 1 1 は有限長の数列 $h[k]$ の生成器で、1 2 は $h[k]$ の時間軸を反転させた有限長の数列 $h[-k]$ の生成器である。1 3 のスイッチは値 1 あるいは -1 の入力信号に応じて $h[k]$ と $h[-k]$ を切り替えるセレクタであり、入力信号が 1 であった場合は $h[k]$ を生成する生成器 1 1 の出力を選択し、入力信号が -1 であった場合は $h[-k]$ を生成する生成器 1 2 の出力を選択する。

復調回路 2 の 2 1 は数列 $h[k]$ の時間軸を反転させた数列 $h[-k]$ をフィルタ係数とする FIR フィルタであり、2 2 は $h[k]$ をフィルタ係数とする FIR フィルタである。2 3 および 2 4 は 2 乗演算器である。入力した変調信号をそれぞれ FIR フィルタ 2 1、2 2 でフィルタリングした出力を 2 乗演算器 2 3、2 4 で 2 乗した結果の差を取ったものが復調出力となる。

【選択図】 図 1

特2000-167316

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2000-167316
受付番号	50000692917
書類名	特許願
担当官	第八担当上席
作成日	平成12年 6月 8日

<認定情報・付加情報>

【提出日】 平成12年 6月 5日

次頁無

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [595095353]

1. 変更年月日 1997年12月 8日

[変更理由] 住所変更

住 所 神奈川県横浜市都筑区池辺町字山王前4509番地
氏 名 株式会社三技協

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [500260355]

1. 変更年月日 2000年 6月 5日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都多摩市連光寺2-33-1 エクセレント聖蹟桜ヶ丘40
2

氏 名 山口 晶大